DOI: 10.3969/j.issn.1001-4551.2015.04.016

一种基于功率观测的永磁同步电机高效 Vff 控制

张幸浩,章 玮*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对永磁同步电机普通 Vff 控制中抗扰动性差、易失步、控制性能差等问题,对面贴式和内嵌式永磁同步电机的稳态转速波动 抑制和高性能的单位电流最大转矩控制进行了研究,对电机稳态运行时的有功功率和转速波动之间的关系以及无功功率和电机单 位电流最大转矩控制之间的关系进行了分析,提出了基于有功和无功观测的转速阻尼环补偿和单位电流最大转矩的高效控制方 法。利用 Matlab/Simulink 仿真系统对提出的控制方法进行了仿真分析并对提出的方法进行了测试,同时在 CYPRESS 公司的 PSoC5 CY8C5868 单片机构成的驱动系统以及 350 w 的永磁同步电机组成的实验平台上进行了试验。研究结果表明,该方法能够使永磁同 步电机的 Vff 控制在稳态运过程中更加稳定、抗扰动性更强,采用单位电流最大转矩的控制方法有效的降低了电机电流,达到了高效 控制的目的。

关键词: 永磁同步电机; Vf 控制; 功率观测; 阻尼环; 单位电流最大转矩 中图分类号: TM341; TH39; TP273 文献标志码: A

文章编号:1001-4551(2015)04-0516-06

High efficiency control for PMSM based on power observation

ZHANG Xing-hao, ZHANG Wei

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at solving the problems of poor stability and low efficiency of the PMSM with V/f control, the high efficiency control method based on power observation was investigated. After the analysis of the speed variation and the low efficiency during the steady state, the observer based on active power and reactive power was established. A method was presented to achieve the stable control based on active power observer and MTPA control strategy based on reactive power observer. The proposed method based on power observation was evaluated on Matlab/Simulink, the experiment based on a SPM motor was tested. The experimental results indicate that the proposed method is stable and efficient for the PMSM with V/f control method.

Key words: PMSM; V/f control; power observation; damping loop; MTPA

0 引 言

永磁同步电机作为一种高效率高、能量密度的电机在各个领域的应用越来越广泛。其控制方式可分为矢量控制和标量控制。矢量控制能保证电机系统具有的稳、动态性能,但控制算法依赖于转子角度,算法复杂,对电机的参数依赖较高,用于对动态性能要求较高的场合^[1-3]。*VIf*标量控制建立在电机稳态分析基础上,对稳态时的电压相量进行控制,对电机参

数依赖较小,控制算法较简单^[4],在一些动态响应要求 不高的场合(如风机、水泵),采用异步电机或带阻尼 条的永磁同步电机驱动得到广泛应用^[5-6]。近年作为 一种通用性技术,将 Vf 控制应用于无阻尼永磁同步 电机引起研究者广泛兴趣。

VIf 控制属于速度、位置开环的一种控制方式,在 无阻尼条永磁同步电机中应用时,其关键问题是要保 证动态过程的不失步运行以及单位电流产生最大转 矩的高效控制方法。近年来对此也有不少的研究,主 要的一些研究是针对贴片式的永磁同步电机,通过对

收稿日期: 2014-12-11

作者简介:张幸浩(1989-),男,河南新野人,主要从事 BLDC和 PMSM 控制方面的研究. E-mail: zhxinghao@zju.edu.cn 通信联系人:章 玮,女,副教授,硕士生导师. E-mail:weizhang@zju.edu.cn

其稳定状态下运行状况的分析,提出了一些对电压向量的补偿方法,从而达到稳定运行的目的^[7]或者通过 对功率的分析来达到功率因数最大或者单位电流转 矩最大的目的^[8-10]。文献[11]对于凸极式永磁同步电 机在矢量控制下高效运行的分析也为本研究提供了 一些参考。

本研究在文献分析的基础上,提出基于功率观测 的永磁同步电机 Vf 控制策略。通过对运行过程中有 功功率和无功功率的观测,对同步电机的功率角以及 电压相量幅值进行补偿,保证电机平稳启动,并在稳 定运行时获得高效率的运行。

1 Wf 控制算法的理论分析

1.1 基本的 Vff 控制方法

永磁同步电机稳态运行时的相量图如图1所示。



图1 永磁同步电机稳态运行时的相量图

 U_s ——给定的电机电压; E_m ——电机反电势; X_d , X_q ——电机 的 dq 轴下的电感; i_d , i_q ——dq 轴下的电流; i_s ——电机定子电流 幅值; r_s ——电机定子电阻; θ ——电机的功角; β ——电机的电流向 量超前转子 q 轴的角度; θ_r ——电机的转子 q 轴的位置; ω_r ——电 机转子的电角速度

根据稳态运行向量图可以得到电机在稳态运行 时的电压方程:

$$\overrightarrow{U_s} = \overrightarrow{E_m} + jX_q \overrightarrow{i_q} + jX_d \overrightarrow{i_d} + r_s \overrightarrow{i_s}$$
(1)

由于转子电阻比较小,通常可以将其忽略。电机 的电压方程可以近似表示如下:

$$\overrightarrow{U_s} \approx \overrightarrow{E_m} + jX_q \overrightarrow{i_q} + jX_d \overrightarrow{i_d}$$
(2)

dq坐标下的电流可以通过 i_s 和 β 表示:

$$i_{q} = i_{s} \cos\beta$$

$$i_{d} = -i_{s} \sin\beta$$
(3)

电机的机械状态方程可以表示如下:

$$T_e = 1.5P[\lambda_m i_s \cos\beta + 0.5(L_d - L_q)i_s \sin 2\beta] \qquad (4)$$

$$I \mathrm{d}\boldsymbol{\omega}_m / \mathrm{d}t = T_e - T_L - B\boldsymbol{\omega}_m \tag{5}$$

$$\mathrm{d}\theta_r/\mathrm{d}t = \omega_r \tag{6}$$

$$\boldsymbol{\omega}_{m} = \boldsymbol{\omega}_{r} / P \tag{7}$$

式中: T_e —电磁转矩; T_L —负载转矩; J—电机的惯量; B—电机的粘滞摩擦系数; P—电机的极对数; ω_m —电机转子的机械角速度; $\lambda_m \cos\beta$ —转子永磁体转矩分量, 当 β =0 时此项取得最大值; $(L_a - L_q)\sin 2\beta$ —电机的磁阻转矩分量, 当 $\beta = \pi/4$ 时此项取得最大值。对于贴片式的永磁电机,由于 $L_a = L_q$, $\beta = 0$ 时电机的转矩最大,对于内嵌式的永磁电机而言, 当转矩最大时 $0 < \beta < \pi/4$ 。

在基本的Vff控制方法中,电机的转速通过一个 上升曲线限制后作为给定转速。当电机运行在额定 频率以下时,通过保持电机定子电压V和频率f的比 值,即Vf=C来达到恒转矩控制的目的。当转子频率 较小时,计及漏阻抗的影响,适当地提高定子电压,补 偿漏阻抗上的压降。在额定频率以上调速时,定子 电压已经达到最大值保持不变,磁通将随着频率的 上升而减小,电机自动进入弱磁运行状态。在电机 运行过程中,电压向量的角度通过对给定转速的积 分得到。

在稳定运行时,电机的转矩与负载转矩相平衡, 电机平稳运行。但是当出现转矩波动时,对于拥有阻 尼环的永磁同步电机来说,阻尼环产生的异步转矩起 到一个阻尼作用,协同同步转矩促使电机达到同步运 行的状态,使速度趋于稳定;对于无阻尼条永磁同步 电机当转速出现震荡时,缺乏阻尼作用,一旦功角超 出了电机的稳定运行范围(对于贴片式永磁电机而言 即为功角达到90°),电机即会失步。因此对于无阻尼 条永磁电机来说,需要设计一个阻尼环节来对电机的 功角进行控制防止电机失步。

1.2 基于有功功率观测的阻尼环设计

当电机稳定运行在某个转速时,其电磁转矩与负载转矩相平衡,功率角θ保持一个恒定的角度。当电磁转矩小于负载转矩时,转子将减速旋转,功率角θ 增大,电机输出的电磁转矩也随着θ的增加而增大。 当电磁转矩与负载转矩相等时再次达到一个新的平衡位置;反之,如果电磁转矩大于负载转矩,转子将加速旋转,于是θ减小,电机输出的电磁转矩随着夹角θ 的减小而降低,达到一个新的平衡位置。永磁电机的 这一转矩功角自平衡特性使得负载或者转速发生小 波动时有能力达到自稳定平衡。

在*VIf*控制的动态过程中,电压向量按照给定的速度旋转,此时电压向量和电机转子旋转速度关系如下:

$$\omega_v = \omega_r + \Delta \omega \tag{8}$$

式中: ω_v —电压向量的旋转速度, $\Delta \omega$ —电压向量与 电机转子的转速差。

当出现较大波动时,一旦转速差没有及时调整,

功率角有可能超过稳定区域,电机有可能失去同步。 为了使电机的功率角仍保持在稳定区域,在瞬态过程 中,若对电压相量的给定角速度也加入一个速度调整 量 $\Delta\omega^*$,抑制转速差的扩大,调整功率角,最终在同步 电机的转矩自平衡作用下让电机重新达到稳定状态。

$$\boldsymbol{\omega}_{V}^{*} = \boldsymbol{\omega}_{r}^{*} + \Delta \boldsymbol{\omega}^{*} \tag{9}$$

式中: ω_{v}^{*} 一加入补偿之后的给定电压转速。

在 Vf 控制中,电压向量与电机转子的转速差无法 检测,只能通过其他方式来估算。根据前面对同步电机 转矩自平衡的分析可知,在给定电压幅值情况下当电机 转速下降,即 $\Delta \omega < 0$ 时,电机的电磁转矩 $\Delta T_e > 0$,即电 机的转速波动量与电机电磁转矩间存在 $\Delta \omega \sim -\Delta T_e$ 的 比例关系。由电机转矩方程 $P = T_e \omega$ 可知,电机的转矩 波动量 $\Delta T_e = \Delta P \omega_e^*$,因此通过对电机有功功率波动分 量的测取,就可估算出电机转子的转速波动。

在 αβ 坐标系下,电机的有功功率通过给定的电 压和测取的电流分量来计算得到,如下式所示:

$$P = 1.5(u_{\alpha}^* i_{\alpha} + u_{\beta}^* i_{\beta})$$
(10)

有功功率的波动分量 ΔP 是电机功率的高频分量,可从计算得到的有功功率中进行高频滤波后提取。电压相量转速的调整分量与功率波动分量间的 关系如下式所示:

$$\Delta \omega^* = -kd \cdot HPF(\Delta P) \tag{11}$$

其转速调整环的框图如图2所示。



图2 阻尼环设计框图

1.3 基于无功功率观测的 MTPA 控制策略

SPM 永磁同步电机运行在基速以下、输出某一恒 定转矩时的电压相量图如图3所示。可以看出,对于 相同的转矩输出,电流向量的相角和幅值随着电压向 量的不同而变化。其中当电流与磁场电势重合时,电 流最小。因此要使电机在 Vf 控制时实现高效运行, 可以通过调节电压幅值,达到 MTPA 的控制效果。但



图3 负载一样时不同 i^d 下的电压矢量图

在 Vff 控制中,无法获知电机转子位置,也就无法如矢 量控制中那样直接对电流的相量角进行控制。

式(4)反映了在恒定磁场情况下电机转矩和定子 电流相量的关系。要得到获得最大转矩时电流向量 和 q 轴间的角度,在转矩方程式(4)的基础上,可以通 过转矩对 β 求导,并令 dT/d β =0,且 d²T/d β ²<0得 到。由此得到的 β 如下:

$$\beta = \sin^{-1} \frac{\psi_m - \sqrt{\psi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q) i_s}$$
(12)

对于贴片式的永磁同步电机来说 $L_a = L_q$,单位电流最大转矩的条件即为 $\beta = 0$,此时 $i^d = 0$ 。对于内嵌式永磁电机, $\beta \neq 0$,如果电流的幅值发生变化,则角度也应该做出适当的调整。

进一步分析图3可以看出,当输出的有功功率不 变时,无功功率会随着电流向量的变化而发生变化, 因而,可以将无功功率作为一个观测量来对电流向量 进行控制。

电机在 dq 坐标下的无功功率可以表达如下式:

$$Q_{dq} = u_q i_d - u_d i_q \tag{13}$$

考虑到在 dq 坐标下电机的数学模型如下式:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_m \end{bmatrix}$$
(14)

将式(3,14)代入式(13)可得,电机在 dq 坐标下 满足最大转速输出时的无功表达式为:

$$Q_{dq} = \boldsymbol{\omega}_r (L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \boldsymbol{\psi}_m i_d) = \omega_r [L_d i_s^2 \sin^2 \boldsymbol{\beta} + L_q i_s^2 (1 - \sin^2 \boldsymbol{\beta}) + \boldsymbol{\psi}_m i_s \sin \boldsymbol{\beta}]$$
(15)

其中: β 可以通过式(12)计算所得。对于SPM电 机来说 sin β =0。

另一方面,在 $\alpha\beta$ 坐标系下电机无功功率 Q_{α} 可以通过下式求得:

$$Q_{\alpha\beta} = u_{\beta}i_{\alpha} - u_{\alpha}i_{\beta} \tag{16}$$

令 $Q_{4q} - Q_{a\beta} = A$,将A作为观测量,当 $Q_{4q} = Q_{a\beta}$ 时, 即A = 0,即可达到 MTPA 的控制目的。无功功率观测 器的控制框图如图4所示。其中, u_{α} , u_{β} 采用给定值 u_{α}^{*} , u_{β}^{*} 来近似计算。



图4 基于无功的电压幅值补偿框图

值得指出的是:当电机在基速以下运行时,变频 器输出电压仍然有较大的裕量,可以通过调节电压相 量来达到MTPA的控制目的;但当电机在基速以上运行时,变频器的电压已经达到最大值, Vff 控制自动进入了弱磁控制。加入了有功和无功功率观测器后的Vff 控制框图如图5所示。



图5 高效稳定的 Vff 控制系统框图

2 仿真及实验结果分析

为了检验文中提出的基于功率观测进行补偿的 控制方法,本研究分别通过Matlab/Simulink 仿真和实 验平台进行了验证。

电机参数如表1所示。

表1 所用电机的参数

参数	数值
额定功率/W	350
额定转速/(r·min ⁻¹)	360
极对数	23
额定电压/V	50
额定电流/A	7.5
电感/mH	1
电阻/Ω	0.3

电机在恒定负载下从静止开始启动,3 s后达到稳 定状态,以额定转速运行,并在 t =6 s时负载转矩发生 突变,该过程的仿真波形如图6所示。从图6(a~c)所 示的电机转速、转矩以及定子电流波形可以看出当负 载出现跳变后,电机转速和转矩会出现一个短暂的震 荡,然后仍然能够保持稳定运行,观测所得的电机 d、 q 轴电流如图6(d~e)所示,可以看出稳定后的 d 轴电 流都在0值附近,减小了定子电流,铜耗也随之减小, 达到了高效运行的目的。

作为一种适应于通风机型负载使用的控制方法, 本研究对通风机型的负载也进行了仿真研究。电机 的负载初始值为20%额定负载,并与转速平方成线性 关系增加,当转速达到额定值时,转矩也达到额定 值。电机在该负载情况下的仿真波形如图7所示。电 机从零速启动,3 s后达到稳定转速,在*t*=6 s时,给定 转速从额定转速降为50%额定转速。电机的转速波 形如图7(a)所示,可以看出电机实际转速可以比较平稳地过渡,由转矩波形反映的通风机型电磁转矩的变化过程如图7(b)所示。观测得到的电机 *d*、*q*轴电流波形如图7(d~e)所示,同样稳定后的 *d*轴电流都在零值附近,而 *q*轴电流与电磁转矩的变化规律相同。

为了对控制的实际效果进行验证,本研究对表1 所列的电机进行启动、转速变化以及负载突变等情况 进行了实验。笔者采用的控制芯片是Cypress公司的 PSoC5 CY8C5868AXI-LP032。电机自带的3个霍尔 位置传感器用于转速和转子角度的观测,并利用观测 到的角度计算电机 d 轴电流来观察电机是否达到MT-PA的控制效果。

电机在给定转速为360 r/min下轻载起动,起动时间设为3 s。电机在启动时刻的转速和相电流波形如图8所示,从波形可以看出电机可以比较平稳地起动,最后达到稳定运行状态。

当电机稳定运行之后,本研究加入功率观测的控制策略。加入基于功率观测进行电压补偿前、后,电机稳定运行状态时 d 轴电流和相电流波形如图9、图10所示。从图9和图10的对比中可以看出,在加入功率





图12 转矩突变时刻的转速和相电流波形

结束语 3

永磁同步电机的 Vff 控制方式在一些对动态响应 不高,成本较低的场合有着比较广阔的应用前景,但 (下转第530页)

本文引用格式:

的10 A左右减小到1 A左右。电机转速从360 r/min

的降为180 r/min时的转速和电流响应波形如图11所 示,可以看出电机能够平稳过渡,保持不失步的运

行。电机在180 r/min时转矩发生突变的转速和电流

波形如图12所示,可以看出转矩突变后,电机电流和

转速进行调整之后可以再次恢复稳定运行。

张幸浩,章 玮. 一种基于功率观测的永磁同步电机高效 Vf 控制[J]. 机电工程,2015,32(4):516-520,530. ZHANG Xing-hao, ZHANG Wei. High efficiency control for PMSM based on power observation [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2015, 32(4): 516-520, 530.

[《]机电工程》杂志:http://www.meem.com.cn